

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 0.15826/urej.2021.5.3.005

УДК 621.372

## Учет паразитных эффектов при измерении эффективной диэлектрической проницаемости методом четвертьволнового резонатора

А. В. Корнев<sup>1, 2</sup>✉, Г. Г. Гошин<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40

<sup>2</sup> Иркутский релейный завод, Россия, 664074, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239

✉ korenev\_av@irzirk.ru

### Аннотация

В статье предложена методика измерения диэлектрической проницаемости опорных шайб коаксиальных соединителей на основе четвертьволнового коаксиального резонатора. Проведен анализ, аппроксимация и учет паразитных эффектов, оказывающих наибольшее влияние на результат измерения диэлектрической проницаемости. Проведено сравнение результатов измерения шайб из разных материалов по предложенной методике с диэлектрической проницаемостью, измеренной на эталонной установке. Полученные результаты говорят о точности измерения эффективной диэлектрической проницаемости шайб по предложенному методу, сравнимой с точностью метода объемного резонатора для стержневых образцов  $H_{01p}$  по ГОСТ 8.623-2015.

### Ключевые слова

коаксиальные резонаторы, диэлектрическая проницаемость, метод конечных элементов

### Для цитирования

Корнев А. В., Гошин Г. Г. Учет паразитных эффектов при измерении эффективной диэлектрической проницаемости методом четвертьволнового резонатора. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):272–283. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.005.

## Accounting of the parasitic effects during measurement of the effective permittivity using the quarter-wavelength resonator method

A. V. Korenev<sup>1, 2</sup>✉, G. G. Goshin<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia

<sup>2</sup> JSC “Irkutskiy Releyniy Zavod” 239, Bajkalskaya Str., 664074, Irkutsk, Russia

✉ korenev\_av@irzirk.ru

### Abstract

The analysis, approximations and accounting of the influence of the main parasitic effects that affect the results of the measurement are

© Корнев А. В., Гошин Г. Г., 2021

provided in this paper. The method of dielectric constant measurement of coaxial connectors support beads is suggested. The comparison between the acquired results using the suggested method and the reference is made. The results suggest that the method can be used for dielectric constant measurement of the coaxial connector support beads with the accuracy comparable to the method of the volume resonator for rod samples  $H_{01p}$  by GOST 8.623-2015.

### Keywords

coaxial resonator, dielectric constant, finite element method

### For citation

Korenev A.V., Goshin G.G. Accounting of the parasitic effects during measurement of the effective permittivity using the quarter-wavelength resonator method. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):272–283. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.005.

## Введение

Коаксиальные четвертьволновые резонаторы СВЧ широко применяются в качестве колебательных систем усилителей и генераторов. На их основе удобно изготавливать перестраиваемые фильтры СВЧ [1].

В данной работе рассматривается использование четвертьволновых коаксиальных резонаторов для измерения диэлектрической проницаемости опорных шайб коаксиальных соединителей. Коаксиальные резонаторы подходят для этой цели, так как распределение электромагнитного поля в них подобно тому, которое присутствует в соединителях, а значит, возможно измерение эффективной диэлектрической проницаемости шайб с внутренними полостями. Потребность в измерении параметров таких шайб возникает в связи с развитием технологий 3D-печати, появлением новых материалов [2], а также потребностью некоторых отраслей промышленности в изготовлении относительно небольших партий соединителей оригинальной конструкции. Предлагаемое непосредственное измерение эффективной диэлектрической проницаемости шайб методом четвертьволнового коаксиального резонатора позволяет отказаться от сложных и длительных измерений геометрических размеров шайб и при этом проводить их отбраковку на ранних стадиях.

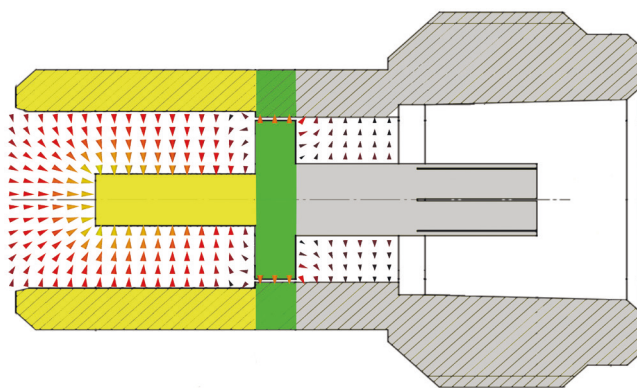
Целью данной работы является исследование основных паразитных явлений, влияющих на резонансную частоту четвертьволнового резонатора с диэлектрической шайбой и их аппроксимация с точностью, необходимой для проведения измерений диэлектрической проницаемости, а также разработка методики, пригодной для проведения измерений диэлектрической проницаемости шайб на производстве.

## Основная часть

Четвертьволновый коаксиальный резонатор представляет собой отрезок коаксиальной линии, ограниченный с одной стороны проводящей стенкой, а с другой – отрезком круглого волновода, диаметр которого равен диаметру коаксиальной линии. Для обеспечения режима холостого хода на разомкнутом конце коаксиальной линии критическая частота волновода должна быть выше резонансной частоты пустого резонатора.

Разомкнутый конец коаксиальной линии, переходящей в круглый волновод, обладает некоторой паразитной емкостью, обусловленной просачиванием поля из коаксиальной линии в круглый волновод. Величина емкости зависит от размеров коаксиальной линии, параметров диэлектрика и частоты. Частотная зависимость емкости резко увеличивается по мере приближения резонансной частоты резонатора к критической частоте круглого волновода [3]. В работах [4–5] предложены варианты расчета краевой емкости. В качестве альтернативы возможно непосредственное измерение коэффициента отражения от разомкнутого конца линии с последующей полиномиальной аппроксимацией [6]. Полученная аппроксимация либо рассчитанное значение используется для определения глубины просачивания поля в волновод, что оказывает существенное влияние на резонансную частоту резонатора.

Возбуждение рассматриваемого резонатора возможно через зазор в токопроводящей стенке. На рис. 1 представлена конфигурация Е-поля резонатора с возбудителем. Как видно на рисунке,



**Рис. 1.** Конфигурация электрической компоненты поля в резонаторе с возбудителем. Желтым цветом выделен резонатор, зеленым – возбудитель

**Fig. 1.** E-field configuration in the resonator with a feeder. Resonator is highlighted by yellow, feeder – green

поле в объеме резонатора вытесняется от зазора противоположно направленным полем возбуждителя, в результате чего уменьшается эффективная длина резонатора.

Подключение источника колебаний резонатору осуществляется через интерфейс типа N, который на рис. 1 выделен серым цветом.

Резонансная частота резонатора с возбуждителем вычисляется по формуле:

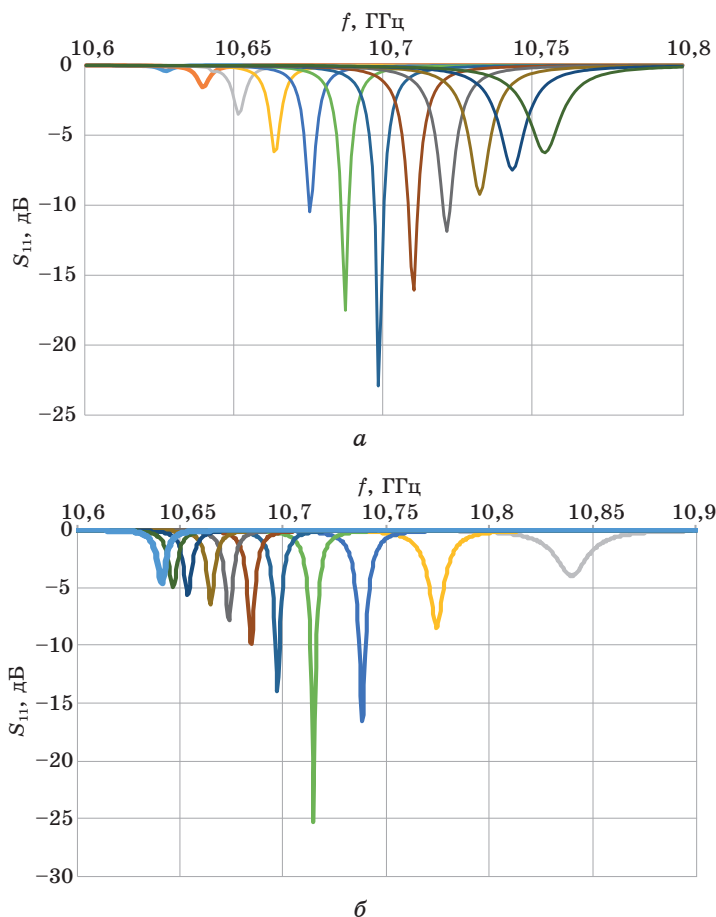
$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{l_p \sqrt{\varepsilon} + l_{\Pi} - l_B}, \quad (1)$$

где  $l_p$  – длина центрального проводника коаксиальной линии резонатора;  $l_{\Pi}$  – глубина просачивания поля в круглый волновод;  $l_B$  – поправка на влияние возбуждителя;  $c$  – скорость света в вакууме.

Коэффициент связи с резонатором желательно иметь как можно меньше, так как таким образом уменьшается влияние возбуждителя на эффективную длину резонатора и на результат измерения диэлектрической проницаемости образца. Уменьшить коэффициент связи можно путем уменьшения зазора в токопроводящей стенке и/или увеличения толщины стенки. Уменьшение зазора наталкивается на технологическую проблему, связанную с точностью изготовления деталей возбуждителя. Практически величина зазора ограничена значениями в интервале 0,015–0,025 мм даже при изготовлении деталей на точном современном оборудовании. Увеличение толщины стенки короткозамыкателя, пропорциональное уменьшению зазора, приводит к более сильному увеличению потерь [1].

На рис. 2 изображены зависимости  $S_{11}$  от частоты пустых резонаторов одинаковой конфигурации с внутренним диаметром наружного проводника ( $D$ ) 7,5 мм, диаметром центрального проводника ( $d$ ) 2,2 мм при разной толщине стенки возбуждителя (рис. 2а) и величины зазора (рис. 2б). Зависимости получены путем моделирования резонатора методом конечных элементов (МКЭ). Данные размеры резонатора были выбраны для измерения серийно изготавливаемых шайб, однако в ходе моделирования резонаторов с разными размерами, в том числе для шайб соединителей типа SMA, было установлено, что наблюдаемые закономерности справедливы и для них.

Изменение резонансной частоты резонатора при изменении зазора практически линейно и стремится к собственной резонансной частоте резонатора (без возбуждителя) при приближении толщины зазора к нулю (рис. 2б).



**Рис. 2.**  $S_{11}$  резонаторов с зазором от 60 мкм справа до 5 мкм слева с шагом 5 мкм при толщине стенки 2,25 мм (а) и толщиной стенки от 1 мм справа до 6 мм слева с шагом 0,5 мм при зазоре 30 мкм (б)

**Fig. 2.**  $S_{11}$  of resonators with different feeder gap (a) and thickness (b)

При увеличении толщины стенки (рис. 2а) волновое сопротивление резонатора на резонансной частоте ( $Z_0$ ) и  $l_B$  уменьшаются. Резонансная частота ( $f_0$ ) асимптотически приближается к некоей величине, которая, однако, выше резонансной частоты резонатора без возбудителя. Также обращает на себя внимание тот факт, что увеличение толщины стенки на одну и ту же величину приводит каждый раз к все более малому изменению  $f_0$ .

Данное явление является следствием изменения  $S_{21}$  короткозамыкателя при изменении его размеров. При увеличении толщины стенки при заданном зазоре  $S_{21}$  уменьшается до некоторого минимального значения, определяемого отношением

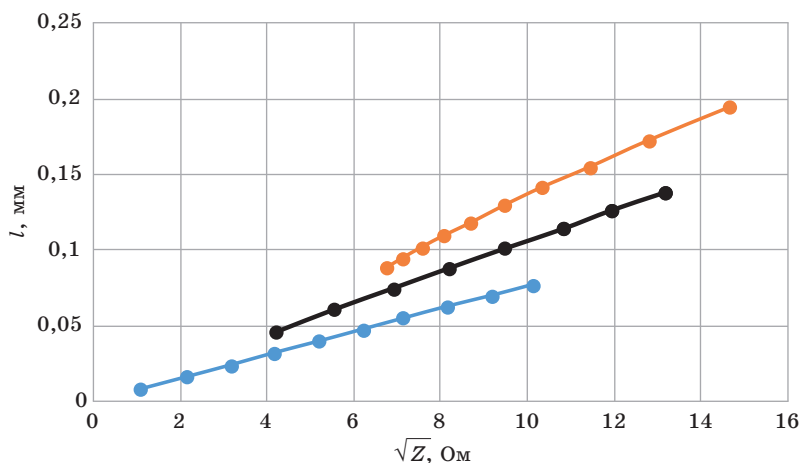
волновых сопротивлений подводящей линии (которая, как правило, равняется 50 Ом), короткозамыкателя и резонатора [1].

Определение  $S_{21}$  возбуждителя в реальной системе сопряжено с большими трудностями ввиду того, что допуски на изготовление его деталей как правило сравнимы с величиной зазора. Также в зависимости от конструкции резонатора возможно появление дополнительного эксцентриситета в зазоре после помещения шайбы в резонатор. В качестве практической альтернативы возможен расчет  $l_B$  по измеренному значению  $Z$  на резонансной частоте.

На рис. 3 представлены зависимости  $l_B$  от  $\sqrt{Z}$  для трех резонаторов разных размеров при изменении зазора и длины короткозамыкателя, полученные путем моделирования резонансной частоты резонатора при помощи МКЭ. Зависимости близки к линейным и могут быть аппроксимированы (3):

$$l_B = k \cdot \sqrt{Z}. \quad (2)$$

Коэффициент  $k$  может быть найден при измерении  $S_{11}$  пустого резонатора при известной длине резонатора и величине проникновения поля из коаксиальной линии в круглый волновод.



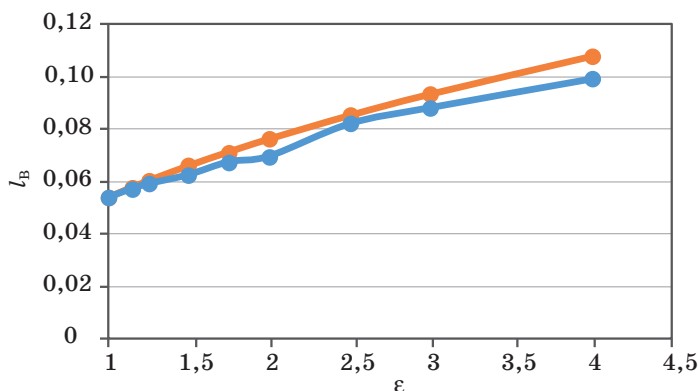
**Рис. 3.** Зависимость  $l_B$  от  $\sqrt{Z}$  для резонаторов разной конфигурации: синяя линия соответствует резонатору с  $D = 7,5$  мм,  $d = 1,54$  мм, толщина возбуждителя 2,25 мм, зазор от 5 мкм до 50 мкм; серая соответствует резонатору с  $D = 4,1$  мм,  $d = 1,3$  мм, толщина стенки 2,25 мм, зазор от 15 мкм до 50 мкм; оранжевая соответствует резонатору с  $D = 7,5$  мм,  $d = 3$  мм, зазором 45 мкм и толщиной стенки от 1 мм до 3,5 мм

**Fig. 3.** Dependence of  $l_B$  on  $\sqrt{Z}$  for resonators of different size: the blue line corresponds to a resonator with  $D = 7.5$  mm,  $d = 1.54$  mm, feeder thickness 2.25 mm, gap from 5  $\mu$ m to 50  $\mu$ m; the grey line corresponds to a resonator with  $D = 4.1$  mm,  $d = 1.3$  mm, feeder thickness 2.25 mm, gap from 15  $\mu$ m to 50  $\mu$ m; the orange line corresponds to a resonator with  $D = 7.5$  mm,  $d = 3$  mm, gap 45  $\mu$ m and feeder thickness from 1 mm to 3.5 mm

Для определения влияния  $\varepsilon$  образца на  $l_B$  было проведено численное моделирование при помощи МКЭ резонаторов с различным соотношением диаметров центрального и наружного проводников. Уменьшение резонансной частоты из-за увеличения  $\varepsilon$  образца компенсировалось укорочением резонатора. На рис. 4 представлена зависимость  $l_B$  от  $\varepsilon$  для резонатора с  $D = 7,5$  мм,  $d = 2,2$  мм, которая типична для резонаторов такой конструкции и может быть аппроксимирована как:

$$l_B = l_{B_0} \cdot \sqrt{\varepsilon}, \quad (3)$$

где  $l_{B_0}$  – влияние возбуждителя в пустом резонаторе.



**Рис. 4.** Зависимость влияния возбуждителя от  $\varepsilon$  образца: оранжевая линия соответствует модели, синяя – аппроксимации

**Fig. 4.** Dependence of the feeder impact on the specimen dielectric constant: the orange line corresponds to a FEM model, the blue line – approximation

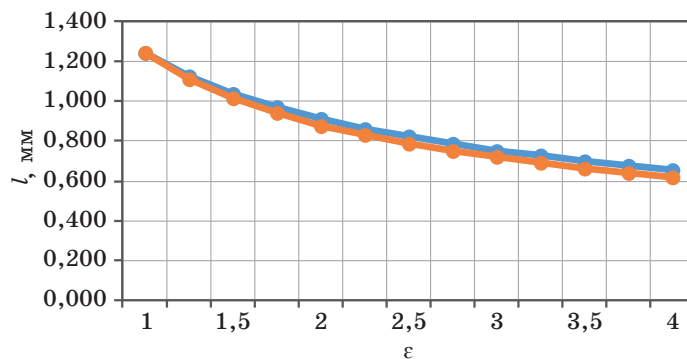
Как видно на графике (рис. 2), предложенная аппроксимация позволяет учесть зависимость  $l_B$  от  $\varepsilon$  с точностью порядка 10 мкм при величине  $l_B$  около 100 мкм.

При помощи МКЭ было исследовано влияние  $\varepsilon$  образца на  $l_{\Pi}$ . Результаты моделирования для резонатора с  $D = 7,5$  мм,  $d = 2,2$  мм представлены на рис. 5. Полученные результаты были аппроксимированы соотношением:

$$l_{\Pi} = \frac{l_{\Pi_0}}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad (4)$$

где  $l_{\Pi_0}$  – величина просачивания в пустом резонаторе.

Разница между результатами, полученными при помощи МКЭ и аппроксимации составляет не более 3 % в диапазоне частот до 20 ГГц для резонаторов, предназначенных для шайб соединителей типа N и SMA.



**Рис. 5.** Зависимость  $l_{\Pi}$  от  $\varepsilon$  образца:  
синяя линия – расчет МКЭ, оранжевая – аппроксимация

**Fig. 5.** Dependence of the circular waveguide leakage  
on the bead dielectric constant:  
the blue line – FEM model, the orange line – approximation

Подставляя полученные соотношения (2), (3), (4) в (1) получим формулу для резонансной частоты резонатора с шайбой:

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{l_P \sqrt{\varepsilon} + \frac{l_{\Pi 0}}{\sqrt{\varepsilon}} - k \cdot \sqrt{Z_\varepsilon} \cdot \sqrt{\varepsilon}}. \quad (5)$$

Для резонатора без шайбы имеем:

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{l_P + l_{\Pi 0} - k \cdot \sqrt{Z_0}}. \quad (6)$$

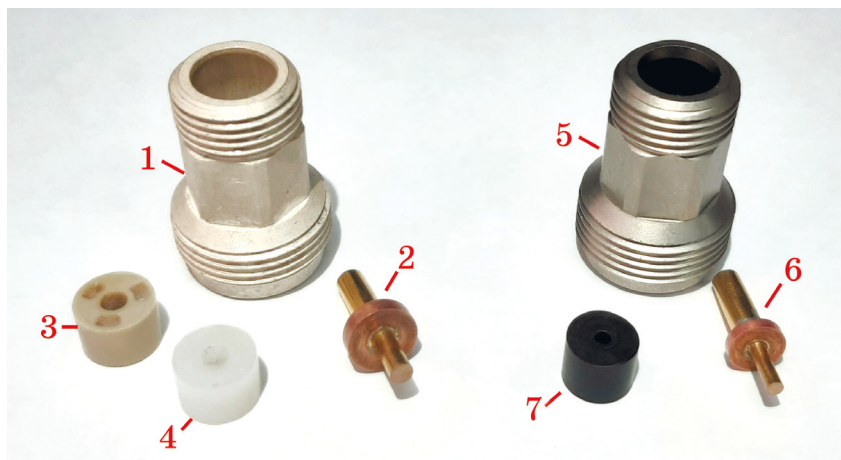
Для расчета диэлектрической проницаемости шайбы необходимо сначала решить уравнение (6) относительно  $k$ , воспользовавшись результатами измерения  $f_0$  и  $Z_0$ . Затем, с известным  $k$ , необходимо решить уравнение (5), представляющее собой квадратное уравнение относительно  $\varepsilon$ . Решением уравнения будет  $\varepsilon \geq 1$ .

## Результаты измерений

Для опробования методики было изготовлено два резонатора с шайбами из материалов полиимид (ПИ), полиэфираэфиркетон (ПЭЭК) и Арфлон AR200 (рис. 6). Шайбы из ПИ и AR200 выполнены из целых кусков материала, а в шайбе из ПЭЭК выполнены проточки для снижения ее диэлектрической проницаемости.

Центральные проводники резонаторов покрыты золотом, на каждый из них припаяно медное кольцо, являющееся возбуждителем. Корпус резонатора для AR200 для ПЭЭК покрыт серебром, а для ПИ – никелем. Основные геометрические размеры резонаторов и шайб представлены в табл. 1.





**Рис. 6.** Внешний вид измеряемых шайб и резонаторов:

1 – корпус резонатора 1; 2 – центральный проводник с возбуждителем резонатора 1; 3 – шайба из ПЭЭК; 4 – шайба из AR200; 5 – корпус резонатора 2; 6 – центральный проводник с возбуждителем резонатора 2; 7 – шайба из ПИ

**Fig. 6.** Beads and resonators under test:

1 – resonator 1 body; 2 – resonator 1 center conductor with a feeder; 3 – PEEK bead; 4 – AR200 bead; 5 – resonator 2 body; 6 – resonator 2 center conductor with a feeder; 7 – PI bead

**Таблица 1.** Геометрические размеры резонаторов

**Table 1.** Sizes of the resonators under test

№	Изолятор	$L_p$ , мм	$d$ , мм	$D$ , мм	Толщина стенки возбудителя, мм	Величина зазора, мм
1	AR200, ПЭЭК	5,40	2,20	7,50	2,00	~0,04
2	Полиимид	5,40	1,54	6,90	1,25	~0,02

Диэлектрические параметры материалов были предварительно измерены методом объемного резонатора для стержневых образцов  $H_{01p}$  по ГОСТ8.623-2015 и представлены в табл. 2.

**Таблица 2.** Диэлектрические параметры измеряемых материалов

**Table 2.** Dielectric properties of the materials under test

Материал	$\epsilon$	$\text{tg } \delta$	$f_0$ , ГГц
AR200	$2,06 \pm 2\%$	$5,7 \times 10^{-4} \pm 20\%$	9,93
ПЭЭК	$3,2 \pm 2\%$	$3,1 \times 10^{-3} \pm 20\%$	9,67
ПИ	$3,23 \pm 1\%$	$1,8 \times 10^{-3} \pm 20\%$	7,84

Измерения  $S_{11}$  резонаторов проводились на векторном анализаторе цепей Keysight E5071C, калиброванном в сечении соединителей типа N (тракт 7/3,04) калибровочным набором Ми-

кран НКММ-11Р, после чего опорная плоскость была сдвинута к возбудителю. Геометрические размеры деталей измерялись при помощи микрометров и индикаторов часового типа с точностью 0,02 мм. Результаты измерений расчетов представлены в табл. 3.

**Таблица 3.** Результаты расчета  
диэлектрической проницаемости шайб

**Table 3.** Results of the dielectric constant calculations

Шайба	$f_0$ , МГц	$Z_0$ , Ом	$k$	$L_{п0}$ , мм	$\varepsilon$
<i>Резонатор 1</i>					
Воздух	11505	54,5	0,017	1,245	1
AR200	8958	117,6	0,017	1,245	2,085
ПЭЭК	8988	55,9	0,017	1,245	2,016
<i>Резонатор 2</i>					
Воздух	11757	10,3	0,027	1,060	1
ПИ	7671	85,4	0,027	1,060	3,168

## Обсуждение результатов

В результате проведенных измерений по разработанной методике с использованием полученных аппроксимаций определена эффективная диэлектрическая проницаемость опорных шайб соединителей с погрешностью, сопоставимой с погрешностью измерения методом объемного резонатора.

Существенный вклад в погрешность внесла сборная конструкция возбудителя в резонаторе. Шайба была установленной с зазором к короткозамыкателю, который в некоторых местах достигал 0,02 мм. Изготовление центрального проводника цельной конструкции повысит точность измерения.

Шайба из ПЭЭК была измерена в качестве примера шайбы сложной формы. Шайба такой формы проектировалась с целью уменьшения эффективной диэлектрической проницаемости. Наличие проточек позволило получить  $\varepsilon = 2,016$ . Измерение геометрических размеров такой шайбы крайне трудоемко так как необходимо измерить размеры и положение 6 полостей, по 3 с каждой стороны, достаточно сложной формы. Измерение диэлектрической проницаемости по предложенному методу позволит существенно сократить трудоемкость производственного процесса.

Точность измерения диэлектрической проницаемости шайб будет падать с уменьшением их длины, так как будет расти резонансная частота резонатора и пропорциональное влияние точности аппроксимации паразитных эффектов. При компьютерном моделировании резонаторов с шайбами наружного диа-

метра от 7,5 мм до 3,5 мм для написания данной статьи была обнаружено, что метод применим для шайб толщиной примерно до 3 мм и обеспечивает погрешность порядка 5 %. Увеличение точности предложенной методики и ее распространение на шайбы меньшей толщины требует более строгого описания поля в резонаторе.

Дальнейшее совершенствование описанной методики планируется в сторону ее адаптации для измерения параметров опорных шайб с проточками в боковых гранях, необходимых для их согласования с воздушными частями коаксиальных соединителей.

## Список литературы

1. Плодукхин Б. В. *Коаксиальные диапазонные резонаторы*. М.: Советское радио; 1956. 240 с.
2. Прокимов А., Джурицкий К., Смирнова Ю. Перспективные изоляционные материалы для радиочастотных кабелей и соединителей. *Компоненты и технологии*. 2017;(2):105–113.
3. Risley E. W. Discontinuity capacitance of a coaxial line terminated in a circular Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1969;17(2):86–92. DOI: 10.1109/TMTT.1969.1126893
4. Вайнштейн Л. А. *Теория дифракции и метод факторизации*. М.: Советское радио; 1966. 431 с.
5. Razaz M., Davies J. B. Capacitance of the abrupt transition from coaxial-to-circular waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(6):564–569. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129672
6. Хибель М. *Основы векторного анализа цепей* [пер. С. М. Смольский; У. Филипп (ред.)]. М.: Издательский дом МЭИ; 2009. 500 с.

## References

1. Plodukhin B. V. *Coaxial range resonators*. Moscow: Soviet Radio; 1956. 240 p. (In Russ.)
2. Prokimov A., Djurinkiy K., Smirnova Y. Perspective isolation materials for radio frequency cables and connectors. *Components and Technologies*. 2017;(2):105–113. (In Russ.)
3. Risley E. W. Discontinuity capacitance of a coaxial line terminated in a circular Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1969;17(2):86–92. DOI: 10.1109/TMTT.1969.1126893
4. Vaynstein L. A. *Theory of diffraction and factorization method*. Moscow: Soviet Radio; 1966. 431 p. (In Russ.).
5. Razaz M., Davies J. B. Capacitance of the abrupt transition from coaxial-to-circular waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(6):564–569. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129672
6. Hiebel M. *Fundamentals of vector network analysis*. Munchen: Rohde & Schwarz; 2008. 420 p.

## Информация об авторах

**Коренев Андрей Викторович** – аспирант, Томский университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; инженер-электроник, АО «Иркутский релейный завод», Россия, 664074, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239

**Гошин Геннадий Георгиевич** – доктор физико-математических наук, профессор, Томский университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

## Information about the authors

**Andrey V. Korenev** – Graduate Student, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia; Electronics Engineer, JSC “Irkutskiy Releyniy Zavod”, 239, Bajkalskaya Str., 664074, Irkutsk, Russia.

**Gennadiy G. Goshin**, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia.

Поступила / Received: 15.09.2021

Принята в печать / Accepted: 09.10.2021